空间电源DC-DC变换器的研究

宋　丹　吉瑞萍

（西安微电子技术研究所　西安　710000）



宋　丹　女 1990年生，硕士，研究方向为数字电源技术。



吉瑞萍　女 1991年生，博士，研究方向为航空电气系统。

收稿日期：2015-07-29

摘要：非隔离型 Weinberg 变换器（NIWC）具有高功率密度、易于并联等优点，适合作为航天电源系统中的蓄电池放电调节器（BDR）和顺序开关分流最大功率调节器（S3MPR）或顺序开关串联分流最大功率调节器（S4MPR）的后级变换器。本文对该变换器的工作原理进行了分析，推导出其小信号模型，在保证输出电压电流纹波的前提下，设计了主电路参数。应用 Matlab 对系统传递函数进行分析后，设计了有源超前—滞后补偿网络，以保证系统的快速性和稳定性。仿真和实验结果验证了系统设计的正确性。

关键词：空间电源　Weinberg 变换器　传递函数　补偿网络

中图分类号：TM46

Study of DC-DC Converter for Space Power System

Song Dan　Ji Ruiping

（Xi'an Microelectronic Technology Institute　Xi'an　710000　China）

Abstract: With high power density and easy paralleling, the non-isolated Weinberg converter (NIWC) is suitable as battery discharge regulator (BDR) and DC-DC converter after sequential switch shunt maximum power regulator (S3MPR) or sequential switch series shunt maximum power regulator (S4MPR) in space power system. The working principle of the converter is analyzed, its small-signal model is deduced. In the premise of ensuring output voltage and current ripples, the main circuit parameters are designed. After the analysis of system transfer function with Matlab, in order to ensure rapidity and stability of the system, the active lead-lag compensation network is designed. The simulation and experimental results verify the correctness of system design.

Keywords: Space power system, Weinberg converter, transfer function, compensation network

1 引言

卫星电源系统是产生、存储、变换和分配电能的系统，是卫星的重要组成单元，目前 90% 以上的航天器采用了太阳能电池阵 / 蓄电池（SA/B）电源系统。电源控制器（Power Control Unit，PCU）用来控制太阳能电池阵产生的能量的分配，以及蓄电池的充放电，可使航天器在整个在轨运行期间将功率母线电压稳定在规定范围内。目前我国研制的 PCU 母线电压有 28V、42V 和 100V 三种等级 [1]。

当卫星进入阴影区不能从太阳能电池阵得到功率或在光照区太阳能电池阵提供的功率不足时，为保证母线电压稳定，蓄电池向母线提供电能，在此过程中蓄电池放电调节器（Battery Charge Regulator，BDR）起主要作用。需要研究一款高效率、兼顾动态和稳态性能的 DC-DC 模块作为 BDR，使得蓄电池经 BDR 放电时，仍能维持较好的母线性能 [2]。

由于太阳能电池的输出特性具有较强的非线性特征，将最大功率点跟踪（Maximum Power Point Tracking，MPPT）技术与顺序开关分流调节拓扑（Sequential Switch Shunt Regulator，S3R）或顺序开关串联分流拓扑（Sequential Switch Series Shunt Regulator，S4R）相结合形成的 S3MPR 和 S4MPR[3] 可以实时调整太阳能电池阵的工作点，使之始终工作在最大功率点附近，有利于最大限度利用太阳能电池阵的输出功率。由于母线电压始终保持在太阳能电池阵的最大功率点电压上，因此该电压将随着太阳能电池阵的温度和光照情况而变化。为了获得稳定的直流母线，在 S3MPR 或 S4MPR 调节器后面需串联一级高效率、高功率密度的 DC-DC 变换器 [4]。

选择 BDR 拓扑和 S3MPR 或 S4MPR 后级串联的 DC-DC 变换器拓扑，主要考虑效率、复杂性、稳定性和升压特性等因素，非隔离型 Weinberg 变换器（Non-isolated Weinberg Converter，NIWC） 能很好地满足这些需求。目前在欧洲和美国，NIWC 已经在卫星中成功应用，如 Olympus、Inmarsat11、Eurostar 3000、SpaceBus4000 和 BepiColombo 等，国内目前还处于研究和试验阶段 [4]。本文分析了 NIWC 的工作原理，建立其小信号数学模型并对系统稳定性进行分析，进而提出主电路参数和控制环路的设计方法，并进行仿真及实验验证。

2 NIWC 的原理分析

2.1 工作状态分析

图 1 为 NIWC 的电路拓扑。忽略漏电感和磁化电感的影响，非隔离 Weinberg 变换器理想工作时有两种工作状态：

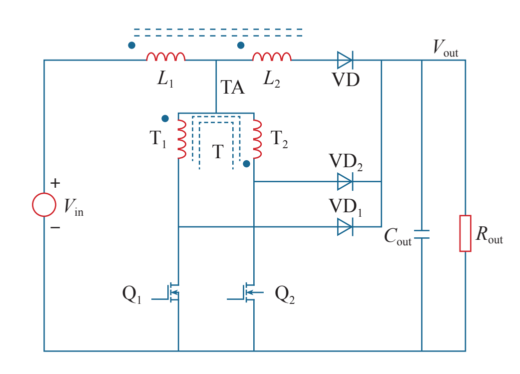


图 1 非隔离 Weinberg 变换器

Fig.1 Non-isolated Weinberg converter

（1）Q_1 或 Q_2 导通，使得 VD_2 或 VD_1 导通，VD 关断。

（2）Q_1 和 Q_2 均关断，VD 导通。

通过产生的 PWM 波控制 Q_1 和 Q_2 的导通与关断，从而实现输出电压的控制。Q_1 和 Q_2 交替导通，一个开关周期内有两次 MOSFET 开通关断，即等效 PWM 频率是实际频率的两倍。因此在不增加开关损耗的情况下，增加了变换器的带宽，同时有效地减少了磁心元件和滤波器元件的尺寸，提高了功率密度。

2.2 稳态直流增益

两种工作状态时，输出电流都受到耦合电感或变压器的限制，因此输出电流连续 [5]，由此可得 Weinberg 电路的电压增益为

$$V_{OUT}=(1+D)V_{IN} \tag{1}$$

式中，$D=t_{ON}/T_{SWITCHING}$，$T_{SWITCHING}$ 是实际开关周期的一半。

NIWC 的输出电流连续且纹波很小的特点使得该拓扑便于电流型控制，且易于进行多模块并联以扩展功率。

2.3 小信号模型

根据状态空间平均法可得 NIWC 的小信号模型等效电路，如图 2 所示 [6]。

由图 2 可得 NIWC 电压控制方式的传递函数为

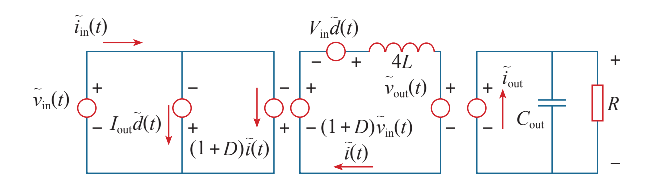


图 2　NIWC 小信号模型等效电路

Fig.2　The small-signal model of NIWC

$$G_{vd}(s)=\frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{d}(s)}=\frac{V_{in}}{4LCs^2+\dfrac{4Ls}{R}+1} \tag{2}$$

从式（2）的传递函数可知，NIWC 的理想化模型为二阶，便于控制系统设计。

3　NIWC 系统设计

3.1　主电路参数设计

本文设计的 DC-DC 变换器的参数如下：母线电压 42V；输入电压 25 ～ 35V；输出功率 300W；开关频率 100kHz；输出电流纹波 10%；母线电压纹波 1%。根据以上指标，对主电路参数进行优化设计。

（1）耦合电感设计。输出电流纹波由耦合电感的大小决定，即

$$\Delta i_{out}=\frac{V_{out}}{4L_{on}f_s}\left(\frac{2D}{1+D}-D\right) \tag{3}$$

其中，f_s 为等效开关频率。

由式（3）可知，当 $D=0.414$ 时输出电流扰动最大。由于本文占空比 D 的范围为 0.2 ～ 0.68，因此电感值 L 需使 $D=0.414$ 时的输出电流纹波满足 10% 的要求。经过计算可得 $L_{on}=12.6\mu H$，留有一定裕度，取耦合电感 $L_{on}=20\mu H$。

（2）滤波电容设计。为保证 Weinberg 电路的输出电压纹波大小符合技术指标，需要在输出端加上输出滤波电容。输出滤波电容的设计准则为

$$C=\frac{\Delta i_o}{8\Delta V_o f} \tag{4}$$

经计算可得 $C=1.06\mu F$，留有一定裕度，取输出滤波电容 $C=10\mu F$。

3.2　补偿网络设计

要使输出电压在输入电压波动和负载变化情况下经过暂态调节后保持稳定，需要对系统进行闭环设计，最简单的方法是电压单环补偿 [7]。

图 3 为 NIWC 控制系统框图。其中 $G_{vd}(s)$ 为隔离 Weinberg 变换器 $\hat{d}(s)$ 至输出 $\hat{v}_o(s)$ 的传递函数；$G_m(s)$ 为 PWM 脉宽调制器的传递函数；$H(s)$ 表示反馈分压网络的传递函数，$G_c(s)$ 为补偿网络的传递函数。结合图 3，可以得到原始回路增益函数为

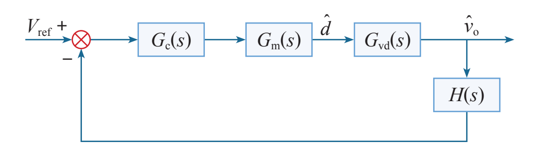


图 3　NIWC 控制系统框图

Fig.3　The control system block diagram of NIWC

$$G_o=G_mG_{vd}H=\frac{V_{in}}{4LCs^2+4Ls/R+1}\frac{1}{V_m}\frac{1}{K} \tag{5}$$

式中，V_m 为 PWM 调制器中锯齿波的幅值；K 为反馈分压系数，这里分别取 3V 和 8.3。代入相应参数，可以画出原始回路增益函数 $G_o(s)$ 的 Bode 图，如图 4 所示。

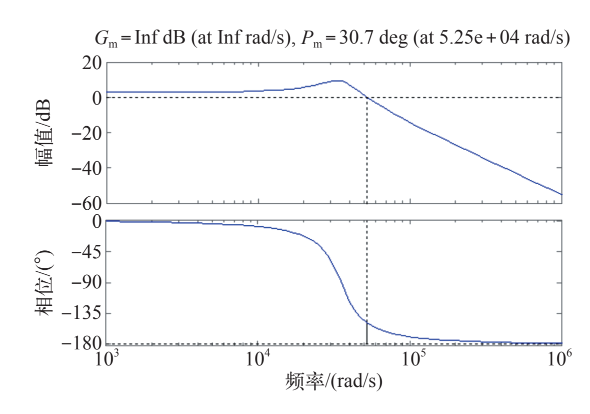


图 4　原始回路增益函数 $G_o(s)$ 的 Bode 图

Fig.4　The Bode graphs of original loop gain function $G_o(s)$

由图 4 可知，系统在低频段分贝数较低也不具有 −20dB/dec 下降斜率，中频段不是以 −20dB/dec 穿过零分贝线。另外，通常选择相位裕度在 45° 左右，幅值裕度在 10dB 左右，可见原始回路增益函数 $G_o(s)$ 频率特性的相位裕度太小。因此虽然系统是稳定的，但存在较大的输出超调量和较长的调节时间，需要进行补偿设计。针对原始回路增益函数 $G_o(s)$ 的特点，选用图 5 的补偿网络进行补偿设计。

图 5 中，有源超前—滞后补偿问题的传递函数为

$$G_c=\frac{\left(\dfrac{1}{sC_2}\right)//\left(R_2+\dfrac{1}{sC_1}\right)}{\left(R_1\right)//\left(R_3+\dfrac{1}{sC_3}\right)}$$

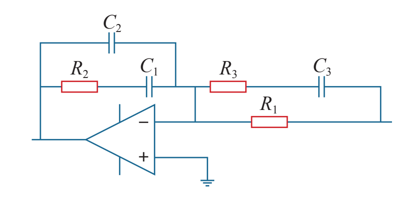


图 5　有源超前—滞后补偿网络

Fig.5　The active lead-lag compensation network

$$= \frac{(1+sR_2C_1)[1+s(R_1+R_3)C_3]}{(1+sR_3C_3)\left(1+s\dfrac{R_2C_1C_2}{C_1+C_2}\right)[sR_1(C_1+C_2)]} \qquad (6)$$

此有源超前—滞后补偿网络有两个零点、三个极点，分别对其进行设计，可得 $R_1=3.92\text{k}\Omega$，$R_2=10\text{k}\Omega$，$R_3=54.4\text{k}\Omega$，$C_1=5.7\text{nF}$，$C_2=0.8\text{pF}$，$C_3=14.5\text{nF}$。代入相应参数，可以得到补偿网络 $G_c(s)$ 的传递函数。

经补偿后的回路增益函数 $G(s)$ 的 Bode 图如图 6 所示。可以看出，$G(s)$ 在低频段有较高增益，同时以 −20dB/dec 斜率下降，保证系统拥有较好的稳态精度；幅频特性在 40kHz 处以 −20dB/dec 穿过零分贝线，相位裕度为 63.5°，幅值裕度为 19.7dB，保证系统具有较高的稳定裕度。

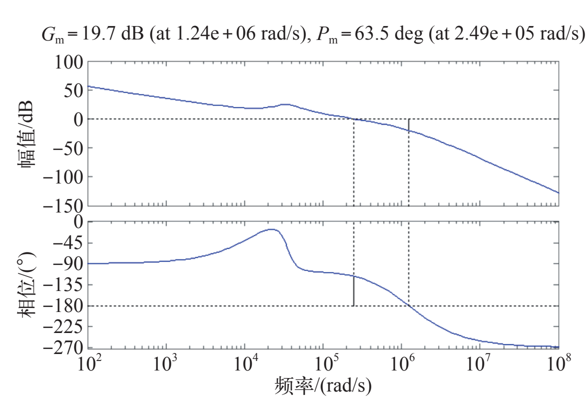


图 6　补偿后回路函数 $G(s)$ 的 Bode 图

Fig.6　Bode diagram of compensated loop function $G(s)$

4　仿真与实验验证

为了对本文设计的 NIWC 系统进行验证，首先在 Saber 中搭建了仿真电路，如图 7 所示。系统分为四个模块，分别为主电路、反馈电路、补偿电路和控制与驱动电路。图 8、图 9 为仿真波形。

在仿真基础上，对所设计的 NIWC 系统进行实验验证，所搭建的实验平台如图 10 所示。主电路基于图 1 的 NIWC 拓扑图，其中 MOSFET 选择 IRF540 型，控制电路基于芯片 SG3525 实现系统补偿和 PWM 脉冲的产生。对系统进行调试后可以发现，输入在 25 ~ 35V 之间变化，此变换器均能稳定地输出 42V。其中，输入为 28V 时的实验波形如图 11、图 12 所示。

仿真和实验结果说明，输出电流为 7A 即额定负载下，输入电压在较大范围内突变时，输出电压

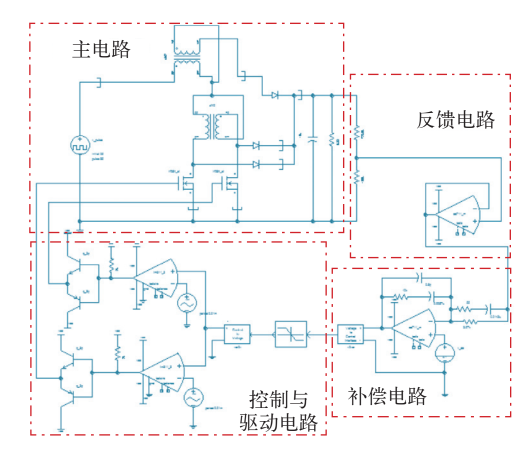


图 7　NIWC 系统仿真电路

Fig.7　The simulation circuit of NIWC system

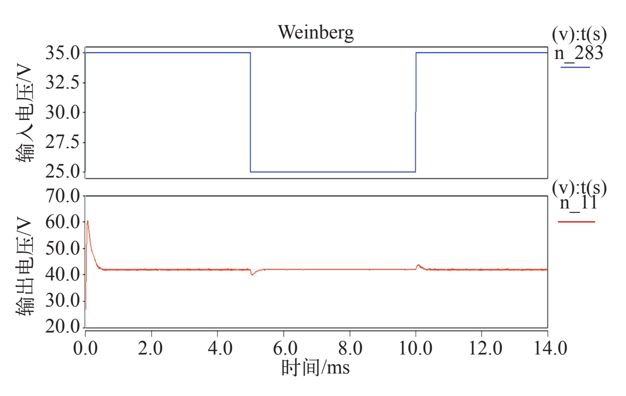


图 8　输入、输出电压仿真波形

Fig.8　The simulation waveforms of input voltage and output voltage

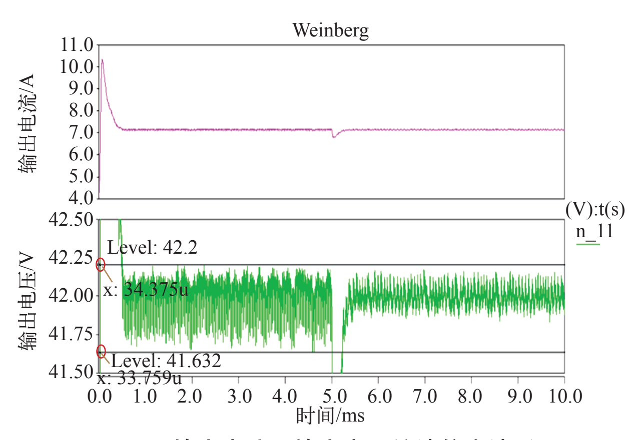


图 9　输出电流及输出电压纹波仿真波形

Fig.9　The simulation waveforms of output current and output voltage ripple

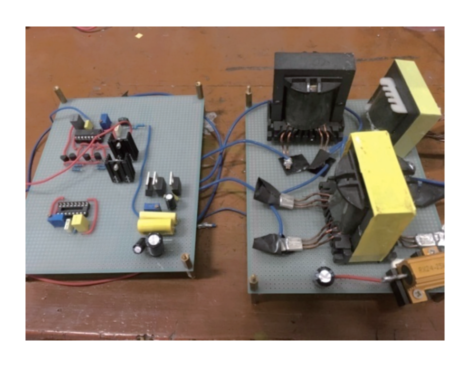


图 10　NIWC 系统实验电路

Fig.10　The experimental circuit of NIWC system

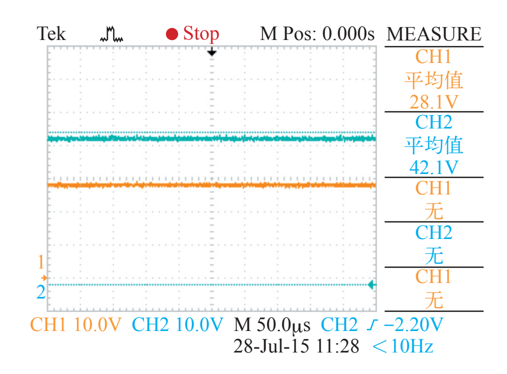


图 11　输入、输出电压实验波形

Fig.11　The test waveforms of input voltage and output voltage

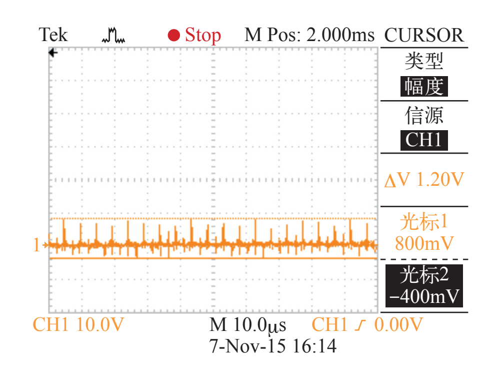


图 12　输出电压纹波实验波形

Fig.12　The test waveform of output voltage ripple

可以快速进行调整，实现 42V 的稳态输出，且输出电压纹波基本在 1% 范围内。说明此系统主电路参数设计合理，且闭环控制系统具有良好的稳定性和快速性。

5　结束语

本文根据 DC-DC 变换器分析的基本原理，对非隔离型 Weinberg 变换器建立了小信号模型，分析了传递函数，设计了补偿网络，搭建了仿真电路与实验平台。仿真和实验结果表明，该变换器不但能实现升压功能，还具有高功率密度、高效率、输出电流连续等优点，对此变换器的研究为航天电源系统中的 BDR 电路和 S3MPR 或 S4MPR 后级变换器的研制提供了理论基础。

参考文献

[1]　郭显鑫，郭祖佑，王卫国，等．空间电源功率调节技术综述 [J]．上海航天，2010，27(3)：30-39．
Guo Xianxin, Guo Zuyou, Wang Weiguo, et al. Review on power conditioning unit for spacecraft[J]. Aerospace Shanghai, 2010, 27(3): 30-39.

[2]　Maset E, Ejea J B, Ferreres A. High-efficiency Weinberg converter for battery discharging in aerospace applications[C]. Procedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, 2006: 1510-1516.

[3]　刘治钢，蔡晓东，陈琦，等．采用 MPPT 技术的国外深空探测器电源系统综述 [J]．航天器工程，2011，20(5)：105-110．
Liu Zhigang, Cai Xiaodong, Chen Qi, et al. Overview of space power syster design using MPPT for deep space spacecraft[J]. Spacecraft Engineering, 2011, 20(5): 105-110.

[4]　曾毅，崔波．一种新的航天器电源系统拓扑 [J]．航天器工程，2009，18(5)：95-100．
Zeng Yi, Cui Bo. A novel topology of spacecraft electric power system[J]. Spacecraft Engineering, 2009, 18(5): 95-100.

[5]　Weinberg A K, Rueda Boldo P. A high power, high frequency, DC to DC converter for space applications[C]. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92), 1992: 1140-1147.

[6]　陈骞，郑岩，郑琼林，等．基于非隔离型 Weinberg 变换器多模块并联系统的建模与控制环路设计 [J]．北京交通大学学报，2012，36(5)：36-42．
Chen Jian, Zheng Yan, Zheng Qionglin, et al. Modeling and design of control loops for parallel non-isolated Weinberg converter system[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2012, 36(5): 36-42.

[7]　徐德鸿．电力电子系统建模及控制 [M]．北京：机械工业出版社，2005．